

ÚVOD

Pro syntézu a optimalizaci spínaných obvodů je nezbytná jejich počítačová simulace. Využití standardních analogových simulátorů (Spice, MC3,...) pro tyto účely je dosti problematické. Tyto simulátory neumožňují přímou analýzu kmitočtových charakteristik spínaných obvodů. Navíc při simulaci v časové oblasti může docházet k neakceptovatelným chybám v důsledku aplikace klasických simulačních technik na systémy se skokově proměnnými parametry. Kromě toho tyto programy neumožňují symbolickou nebo semisymbolickou analýzu a výpočet nulových bodů a pólů obvodových funkcí, což je potřebné pro optimalizační procesy syntézy.

Již delší dobu se v zahraničí používá řada speciálních simulačních programů pro analýzu obvodů se spínanými kapacitami [26]. Tyto programy pracují na principu metody nábojových rovnic v oblasti z . Lze jimi řešit pouze idealizované spínané obvody obsahující ideální spínače s nulovým odporem v sepnutém stavu a nekonečným v rozepnutém stavu, kapacity, ideální zesilovače napětí a operační zesilovače. Výstupem programu je obvykle kmitočtová charakteristika obvodu počítaná z jeho systémové funkce v oblasti z . U nás byly vyvinuty programy COCOSK a SPASO [20],[33] pro symbolickou analýzu, SCSK [3],[5] pro semisymbolickou a kmitočtovou analýzu a program SCC [7] pro časovou analýzu.

Dále se objevily některé programy pro analýzu reálných spínaných obvodů [28],[29],[30]. Tyto programy však při kmitočtové analýze berou v úvahu pouze diskrétní složku signálů v spínaných obvodech a zanedbávají analogový charakter přechodných dějů způsobených spínáním. Z této třídy programů je u nás na některých pracovištích dostupný dánský program SCANET [31], jehož používání se však příliš nerozšířilo.

V období posledních pěti let bylo v Kanadě vyvinuto několik speciálních simulačních programů za účelem přesné analýzy dějů v spínaných obvodech [1],[27]. Tyto programy však byly vyvinuty na zakázku pro velké zahraniční společnosti, pracují na výkonných pracovních stanicích a tímto jsou pro naše účely nedostupné. Z ideových principů popsanych v literatuře [27] vyplývá, že uvedené programy poskytují spektrální složky analyzovaných signálů spínaného obvodu za předpokladu harmonického buzení. Jejich numerický výpočet je časově značně náročný. Programy neposkytují výstup ve formě klasických kmitočtových charakteristik, protože jejich definice v případě reálných spínaných obvodů vlastně nebyla oficiálně zavedena. Z obdobných důvodů není možný výstup ve formě nulových bodů a pólů přenosových funkcí, neboť obecný spínaný obvod nelze popsat klasickými přenosovými funkcemi typu racionálních lomených funkcí operátoru s nebo z .

Z výše uvedených důvodů se objevila nutnost vytvoření vlastního programu pro analýzu reálných spínaných obvodů. V první etapě řešení byly formulovány následující dílčí cíle výzkumu:

- a) Vytvoření teoretické základny pro účinný matematický popis reálných spínaných obvodů. Tento popis musí brát v úvahu jak diskrétní, tak i analogový charakter dějů v spínaných obvodech. Je účelné, aby byl syntézou klasického matematického aparátu používaného k popisu analogových obvodů (diferenciální rovnice, Laplaceova transformace, přenosová funkce v oblasti s , kmitočtová charakteristika) a diskrétních obvodů (diferenční rovnice, transformace z , systémová funkce v oblasti z , periodická kmitočtová charakteristika).

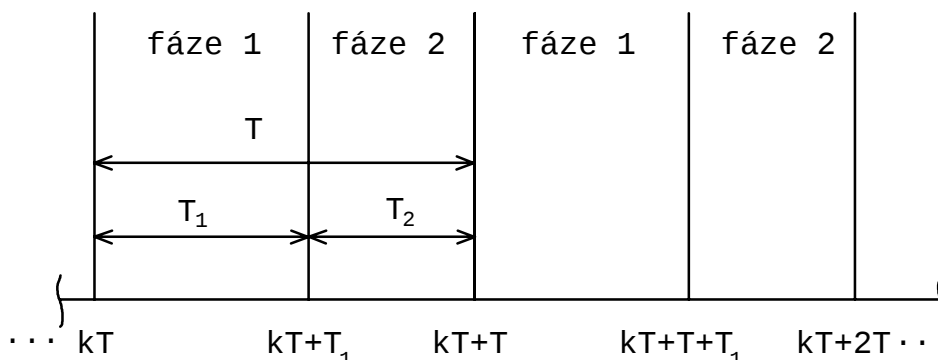
Práce na budování tohoto "hybridního" popisu jsme zahájili již dříve [2]. Základní myšlenkou je představa tzv. *zobecněné přenosové funkce*, která je funkcí obou klasických operátorů s i z a popisuje přenosové vlastnosti spínaného obvodu komplexněji než jednoduchá systémová funkce $K(z)$, která se omezuje pouze na popis diskretní složky chování. Zobecněnou přenosovou funkci je možné získat v semisymbolickém tvaru. Ke kmitočtové charakteristice dospějeme dvojí substitucí $s=j\omega$ a $z=\exp(j\omega T)$, kde T je spínací perioda.

- b)** Algoritmizace výše uvedeného matematického aparátu s konečným cílem vytvoření počítačového programu pro analýzu reálných lineárních spínaných obvodů s dvoufázovým spínáním.

Základní myšlenky bodu **a)** jsme podrobně popsali v [2],[11],[14] a dalších publikacích. Ve zprávě se zaměříme na práce spojené s realizací bodu **b)**.

1. OSNOVA ŘEŠENÍ

Všechny další úvahy se budou týkat spínaných obvodů s diagramem činnosti podle obr.1. Počítačovou simulaci těchto obvodů rozdělíme do následujících etap:



Obr.1. Spínací diagram.

- Sestavení obvodových rovnic.
- Časově - frekvenční předzpracování obvodových rovnic.
- Semisymbolický výpočet zobecněných přenosových funkcí.

2. SESTAVENÍ OBVODOVÝCH ROVNIC

2.1. Obecná koncepce

Základem pro sestavování obvodových rovnic je modifikovaná metoda uzlových napětí (MMUN). V zájmu minimálního počtu rovnic je naše řešení následující:

- Pro každou spínací fázi nalezneme soubor nezávislých branových veličin (viz část 2.2):

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_1 &= [v_1^1, v_1^2, \dots, v_1^{n_1}]^T \dots \text{ fáze 1,} \\ \mathbf{v}_2 &= [v_2^1, v_2^2, \dots, v_2^{n_2}]^T \dots \text{ fáze 2,} \end{aligned} \quad (1)$$

kde n_1 , resp. n_2 je počet nezávislých veličin ve fázi 1, resp.2.

- Pro branové veličiny lze sestavit v každé fázi soustavu diferenciálních rovnic modifikované metody uzlových napětí (viz část 2.3):

$$\begin{aligned} \text{fáze 1: } t \in \langle kT, kT + T_1 \rangle: \quad & \mathbf{G}_1^M \mathbf{v}_1(t) + \mathbf{C}_1^M \frac{d}{dt} \mathbf{v}_1(t) = \mathbf{D}_1 \mathbf{w}_1(t), \\ \text{fáze 2: } t \in \langle kT + T_1, kT + T \rangle: \quad & \mathbf{G}_2^M \mathbf{v}_2(t) + \mathbf{C}_2^M \frac{d}{dt} \mathbf{v}_2(t) = \mathbf{D}_2 \mathbf{w}_2(t), \end{aligned} \quad (2)$$

kde $\mathbf{G}_1^M$, resp. $\mathbf{G}_2^M$ je modifikovaná matice vodivostí rozměru $(n_1 \times n_1)$, resp. $(n_2 \times n_2)$,
 $\mathbf{C}_1^M$, resp. $\mathbf{C}_2^M$ je modifikovaná matice reaktancí rozměru $(n_1 \times n_1)$, resp. $(n_2 \times n_2)$,
 $\mathbf{D}_1$, resp. $\mathbf{D}_2$ jsou jisté incidenční vektory rozměru $(n_1 \times 1)$, resp. $(n_2 \times 1)$,
 $\mathbf{w}_1$, resp. $\mathbf{w}_2$ jsou budící signály ve fázi 1, resp.2.

Podrobíme-li rovnice (2) Laplaceově transformaci, dostaneme:

$$\begin{aligned} (\mathbf{G}_1^M + s\mathbf{C}_1^M)\mathbf{V}_1 &= \mathbf{D}_1\mathbf{W}_1 + \mathbf{C}_1^M \mathbf{v}_1(kT^+), \\ (\mathbf{G}_2^M + s\mathbf{C}_2^M)\mathbf{V}_2 &= \mathbf{D}_2\mathbf{W}_2 + \mathbf{C}_2^M \mathbf{v}_2(kT + T_1^+), \end{aligned} \quad (3)$$

kde symbolem $^+$ je označena limita zprava.

Rovnice (3) však ještě nejsou vhodné pro simulaci. Uvědomíme-li si, že jednotlivé spínací fáze na sebe navazují, pak vektor počátečních podmínek těsně po sepnutí spínačů musí být jednoznačně určen vektorem počátečních podmínek těsně před sepnutím. Konkrétně pro lineární spínaný obvod musí platit

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_1(kT^+) &= \mathbf{S}_{12} \mathbf{v}_2(kT^-), \\ \mathbf{v}_2(kT + T_1^+) &= \mathbf{S}_{21} \mathbf{v}_1(kT + T_1^-), \end{aligned} \quad (4)$$

kde $\mathbf{S}_{12}$, resp. $\mathbf{S}_{21}$ jsou jisté transformační matice řádu $(n_1 \times n_2)$, resp. $(n_2 \times n_1)$.

Po dosazení (4) do (3) dostaneme výchozí rovnice pro simulaci

$$\begin{aligned} \underbrace{(\mathbf{G}_1^M + s\mathbf{C}_1^M)}_{\mathbf{Y}_1^M} \mathbf{V}_1 &= \mathbf{D}_1\mathbf{W}_1 + \mathbf{C}_{12}^M \mathbf{v}_2(kT^-), & \mathbf{C}_{12}^M &= \mathbf{C}_1^M \mathbf{S}_{12} \\ \underbrace{(\mathbf{G}_2^M + s\mathbf{C}_2^M)}_{\mathbf{Y}_2^M} \mathbf{V}_2 &= \mathbf{D}_2\mathbf{W}_2 + \mathbf{C}_{21}^M \mathbf{v}_1(kT + T_1^-), & \mathbf{C}_{21}^M &= \mathbf{C}_2^M \mathbf{S}_{21}. \end{aligned} \quad (5)$$

Rovnice (4) a (5) mají klíčový význam pro počítačovou analýzu, neboť je lze vždy sestavit pro jakýkoliv reálný lineární spínaný obvod bez ohledu na to, zdali je v okamžiku přepnutí do jiné fáze splněna podmínka konzistence počátečních podmínek [27]. V praxi to znamená, že simulátor bude poskytovat správné a přesné výsledky i v případě, že spínaný obvod obsahuje části, kde v důsledku ideálních spínačů dochází k skokovému přebíjení kapacitorů Diracovými impulsy.

V následující části 2.2 popíšeme algoritmus hledání nezávislých obvodových veličin, v části 2.3 pak algoritmus sestavování matic a vektorů $\mathbf{Y}_1^M, \mathbf{D}_1, \mathbf{Y}_2^M, \mathbf{D}_2, \mathbf{C}_{12}^M$ a $\mathbf{C}_{21}^M$. Další části budou věnovány kmitočtové analýze spínaných obvodů na základě rovnic (5).

2.2. Hledání soustavy nezávislých obvodových veličin

Při počítačové analýze je důležitým faktorem počet rovnic, které popisují daný obvod. S růstem počtu rovnic se prodlužuje výpočetní čas a rostou nároky na paměť počítače. Klasická modifikovaná metoda uzlových napětí je charakteristická tím, že k rovnicím 1. Kirchhoffova zákona pro nezávislé uzly přibudou další rovnice zachycující lineární transformace obvodových veličin spínači a neregulárními prvky. Celkový počet rovnic tak neúměrně roste.

Jedním z východisek je sestavení obvodových rovnic, v nichž budou vystupovat pouze nezávislé branové veličiny. Předpokladem k nalezení souboru těchto nezávislých veličin je provedení transformace a redukce proměnných ještě před sestavením obvodových rovnic.

Ke každému uzlu v obvodu přiřadíme v každé spínací fázi dvě čísla, která budeme nazývat *napěťovým a proudovým koeficientem*. Tyto koeficienty budeme označovat symboly $*$ a $**$. *Proudový koeficient* udává číslo řádku admitanční matice, který odpovídá rovnici 1. Kirchhoffova zákona pro daný uzel. *Napěťový koeficient* udává číslo sloupce admitanční

matice, který přísluší uzlovému napětí daného uzlu. Referenční uzel bude mít číslo 0 a tomu odpovídající dvojici koeficientů $0^*, 0^{**}$.

V případě klasického analogového obvodu, který obsahuje pouze prvky regulární vzhledem k MMUN, budou oba koeficienty uzlů shodné a budou odpovídat pořadí uzlu.

V případě, že dva uzly jsou v určité fázi spojeny spínačem o nulovém odporu v sepnutém stavu, budou jejich uzlová napětí stejná, jakož i případné budící proudy. Proto se budou shodovat i koeficienty těchto uzlů. Obecně m různých uzlů, zkratovaných v dané fázi spínači, popíšeme jedinou rovnicí 1. Kirchhoffova zákona namísto původních m rovnic.

Pokud se v obvodu vyskytne uzel, který je v určité fázi izolovaný, pak mu přiřadíme pár koeficientů $0^*, 0^{**}$. Tím vyloučíme příslušné uzlové napětí a uzlový proud z dalšího výpočtu a zabráníme tak vytvoření nulového řádku a sloupce v admitanční matici.

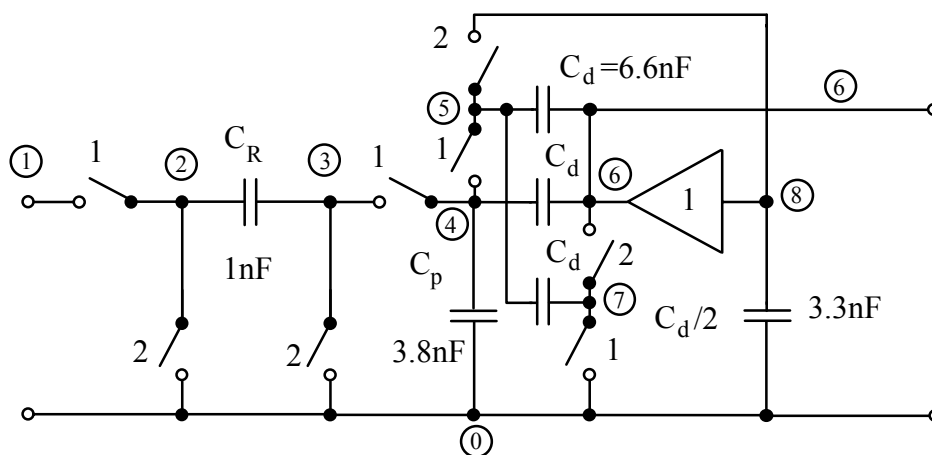
Je-li v obvodu zapojen ideální operační zesilovač, pak uzlová napětí na jeho diferenčních vstupech jsou shodná a příslušným uzlům tedy přiřadíme stejné napěťové koeficienty. Naproti tomu proudové koeficienty budou obecně různé, protože oba vstupy můžeme budit nezávisle různými zdroji proudu. Buzení do výstupu operačního zesilovače, t.j. ideálního zdroje napětí, nemá smysl, a proto proudový koeficient výstupního uzlu zvolíme nulový. Je tedy zřejmé, že ideální operační zesilovač zmenší o jedničku počet nezávislých uzlových napětí i proudů v každé spínací fázi, tzn. sníží řád modifikovaných admitančních matic. Naproti tomu u klasické MMUN řád těchto matic roste.

Působení jednotkového zesilovače v obvodu má obdobné důsledky. Uzlová napětí na vstupu a výstupu jsou totožná, a proto mají příslušné uzly stejné napěťové koeficienty. Proudový koeficient výstupního uzlu je opět nulový.

V části 2.3 popíšeme způsob tvorby maticového popisu v případě, že operační zesilovač není ideální, nýbrž je uvažováno jeho konečné stejnosměrné zesílení, první a druhý lomový kmitočet a nenulový výstupní odpor. Pak dochází k růstu řádu admitančních matic, stejně jako u obvodů s vlastními a vzájemnými indukčnostmi.

Z uvedeného nicméně vyplývá, že celkový počet navzájem různých napěťových a proudových koeficientů je v každé fázi stejný. Zajistíme-li jejich průběžné číslování v obou fázích, pak nejvyšší číslo koeficientu udává řád admitanční matice v dané fázi.

Uvedené principy blíže objasníme na příkladu spínaného filtru s SC dvojným kapacitorem na obr.2 [17],[25]. Předpokládejme ideální jednotkový zesilovač a spínače s nulovým odporem v sepnutém stavu.



Obr.2. Dolní propust 2. řádu s dvojným kapacitorem.

Z Tab.1 je možné vysledovat algoritmus přiřazování koeficientů ke každému uzlu. Nejprve je provedena transformace spínači, a to tak, že uzly spojené spínačem se označí stejným koeficientem (nižším z pořadových čísel uzlů). Referenční uzel 0 nebo uzel nepřipojený se označí koeficienty 0*,0**. V této fázi algoritmu jsou napěťové a proudové koeficienty stejné.

fáze	uzel	průběžné číslování		transformace				seřazení	
		*	**	spínači		IZN		*	**
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	2	2	2	1	1	1	1	1	1
	3	3	3	3	3	3	3	2	2
	4	4	4	3	3	3	3	2	2
	5	5	5	3	3	3	3	2	2
	6	6	6	6	6	6	0	3	0
	7	7	7	0	0	0	0	0	0
	8	8	8	8	8	6	8	3	3
2	1	1	1	0	0	0	0	0	0
	2	2	2	0	0	0	0	0	0
	3	3	3	0	0	0	0	0	0
	4	4	4	4	4	4	4	1	1
	5	5	5	5	5	5	5	2	2
	6	6	6	6	6	5	0	2	0
	7	7	7	6	6	5	0	2	0
	8	8	8	5	5	5	5	2	2

Tab.1. Princip hledání soustavy nezávislých obvodových veličin filtru z obr.2.

Dále proběhne transformace neregulárními prvky, zde konkrétně jednotkovým zesilovačem. Po seřazení koeficientů podle velikosti vidíme, že impedanční matice bude mít rozměr 3x3 ve fázi 1 a 2x2 ve fázi 2. Nezávislé obvodové veličiny jsou například tyto:

fáze 1: $u_1, u_3, u_6, i_1, i_3, i_8; n_1=3;$

fáze 2: $u_4, u_5, i_4, i_5; n_2=2.$

Z předchozího výkladu je zřejmé, že algoritmus hledání nezávislých obvodových veličin se bude obecně skládat z těchto částí:

- transformace působením spínačů,
- vynechání nepřipojených uzlů,
- transformace vlivem neregulárních prvků,
- vzestupné přečíslování koeficientů.

Nejprve jsou deklarovány matice **U1** a **U2** o rozměrech $[0..N, 0..1]$, kde N je celkový počet uzlů vyjma uzlu referenčního. Do prvního, resp. druhého sloupce a k -tého řádku se budou zapisovat napěťové, resp. proudové koeficienty k -tého uzlu ve fázi 1 (matice **U1**) a 2 (matice **U2**). Po ukončení algoritmu tedy bude platit

napěťový koeficient k -tého uzlu: $k^*=U1(k,0)$ pro fázi 1, $U2(k,0)$ pro fázi 2;

proudový koeficient k -tého uzlu: $k^{**}=U1(k,1)$ pro fázi 1, $U2(k,1)$ pro fázi 2.

Před započítím výpočtu se matice vyplní tak, že v k -tém řádku jsou oba koeficienty rovny k (viz Tab.1, sloupec "Průběžné číslování"). To odpovídá počátečnímu stavu bez jakýchkoli transformací.

Transformace působením spínačů

V této fázi je algoritmus usnadněn skutečností, že napěťové a proudové koeficienty každého z uzlů jsou shodné. Je-li zjištěno spojení uzlů a a b v dané fázi, je třeba provést tyto úkony:

1. Z příslušné matice U přečteme hodnoty koeficientů $S_1=a^*=a^{**}$ a $S_2=b^*=b^{**}$. Porovnáme oba koeficienty a jejich případnou záměnou dosáhneme toho, že bude platit $S_1 \leq S_2$. Pak na dané pozici nahradíme vyšší koeficient nižším.
2. Dále musíme zajistit přepsání všech koeficientů $S_2 \rightarrow S_1$ v následujících řádcích matice U .

Tímto zdánlivě komplikovaným způsobem zabezpečíme bezchybné fungování algoritmu i při vícenásobné transformaci.

Vynechání nepřípojených uzlů

Algoritmus opatří koeficienty $0^*, 0^{**}$ každý uzel, který se v důsledku spínání stane v určité fázi uzlem izolovaným.

Jestliže uzel již předem nemá nulové koeficienty, testuje se jeho spojení s pasivními a aktivními součástkami. V případě zjištění prvního spojení se okamžitě přechází na testování dalšího uzlu. Proces vyhledávání nepřípojených uzlů se značně urychlí, provádíme-li testování přímo prostřednictvím již sestavených koeficientů. Algoritmus lze popsat těmito body:

- čteme koeficienty uzlů postupně od nejnižší pozice v matici U ; při čtení vynecháváme již dříve přečtené koeficienty;
- každý koeficient porovnáváme s koeficienty uzlů, k nimž jsou připojeny pasivní a aktivní prvky.

Tímto způsobem vlastně testujeme všechny propojené uzly najednou.

Transformace vlivem neregulárních prvků

V realizovaném programu jsou uvažovány dva typy neregulárních prvků: ideální diferenční operační zesilovač (IDOZ) a ideální zesilovač napětí s jednotkovým zesílením (BUFFER).

IDOZ

Necht' IDOZ má vstupní uzly a_1, a_2 a výstupní uzel a_3 . Pak algoritmus transformace napěťových koeficientů a_1^*, a_2^* a a_3^* je stejný jako u transformace působením spínačů.

Proudový koeficient výstupního uzlu přepíšeme na všech pozicích matic U_1 a U_2 na nulu.

BUFFER

Nechť BUFFER má vstupní uzel a_1 a výstupní uzel a_2 . Pak algoritmus transformace napěťových koeficientů a_1^* a a_2^* je stejný jako v předchozím případě.

Proudový koeficient výstupního uzlu opět přepíšeme na všech pozicích matic U_1 a U_2 na nulu.

Vzestupné přečíslování koeficientů

S využitím některých vlastností napěťových a proudových koeficientů byl navržen a úspěšně odzkoušen tento algoritmus vzestupného přečíslování:

1. Procházíme matici U_1 , resp. U_2 postupně po jejích řádcích. Napěťové a proudové koeficienty třídíme zvlášť. V každém kroku registrujeme dosud nejvyšší číslo koeficientu S . Před prvním krokem položíme $S=0$.
2. Je-li v řádku koeficient větší než S , zvětšíme proměnnou S o jedničku a tento koeficient položíme rovný S . Vyskytuje-li se původní koeficient i v jiných řádcích matice, rovněž jej přepíšeme na S . Bylo-li v řádku číslo menší nebo rovno S , pak se hodnota S i koeficientu ponechá. Posléze se přechází na další řádek.

2.3. Algoritmus tvorby obvodových matic

Nyní popíšeme algoritmus tvorby obvodových matic $Y_1^M, D_1, Y_2^M, D_2, C_{12}^M$ a C_{21}^M v základní rovnici (5). Algoritmu musí předcházet proces hledání nezávislých branových veličin a přiřazování napěťových a proudových koeficientů k uzlům. Obvodové matice se vytvářejí v několika etapách:

1. Nulování všech matic.

2. Zápis submatic pasivních prvků typu C a R včetně matic nenulových odporů spínačů v sepnutém stavu.

Princip je naznačen na obr.3. Jedná se o zobecnění známého pravidla pro tvorbu admitanční matice analogových obvodů. Je zřejmé, že v případě spínaného obvodu s dvoufázovým spínáním je třeba sestavit ne jednu, ale čtyři matice: klasickou admitanční matici pro každou fázi a dvě tzv. přechodové matice. Prvky přechodových matic jsou tvořeny parametry reaktančních členů, které zprostředkovávají přenos energie z jedné spínací fáze do druhé.

3. Zápis submatic vlastních a vzájemných indukčností.

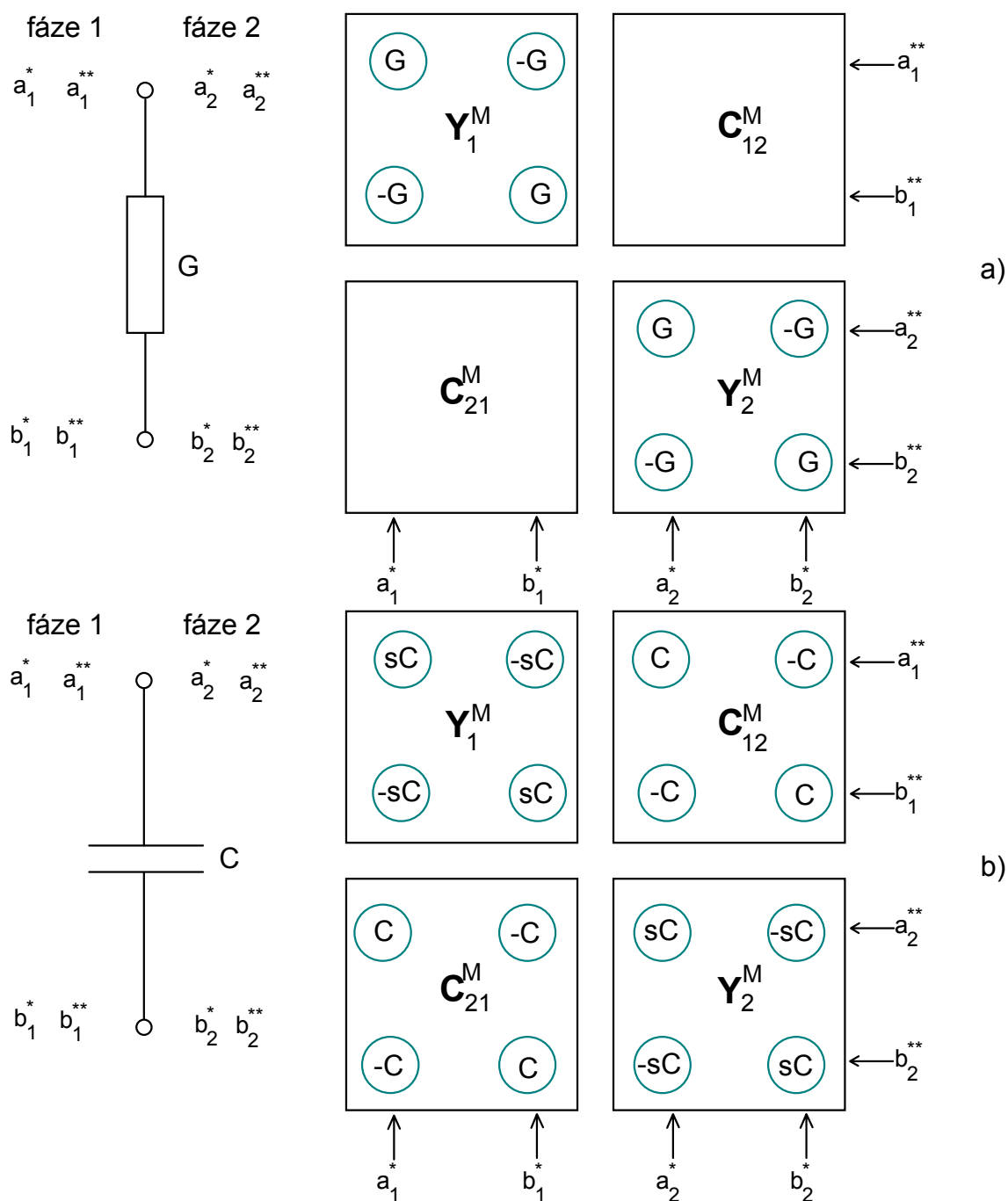
Z rovnic (5) vyplývá, že admitanční matice musí obsahovat pouze nulté a první mocniny operátoru s . Jak uvidíme dále, je to nutný předpoklad pro následnou analýzu. Induktor se susceptancí $1/(sL)$ tomuto předpokladu nevyhovuje. MMUN však umožňuje v tomto případě použít impedanční popis, ovšem ve formě přídavné rovnice (viz obr.4). Na obr.5 jsou rovněž bez odvození uvedeny "matice-razítka" obvodů se vzájemnými indukčnostmi. Ve všech případech dochází k rozšiřování počtu rovnic o počet induktorů. Soubor nezávislých branových veličin v každé fázi se rozšiřuje o proudy induktorů.

V současné verzi programu není analýza obvodů s induktory zabudována.

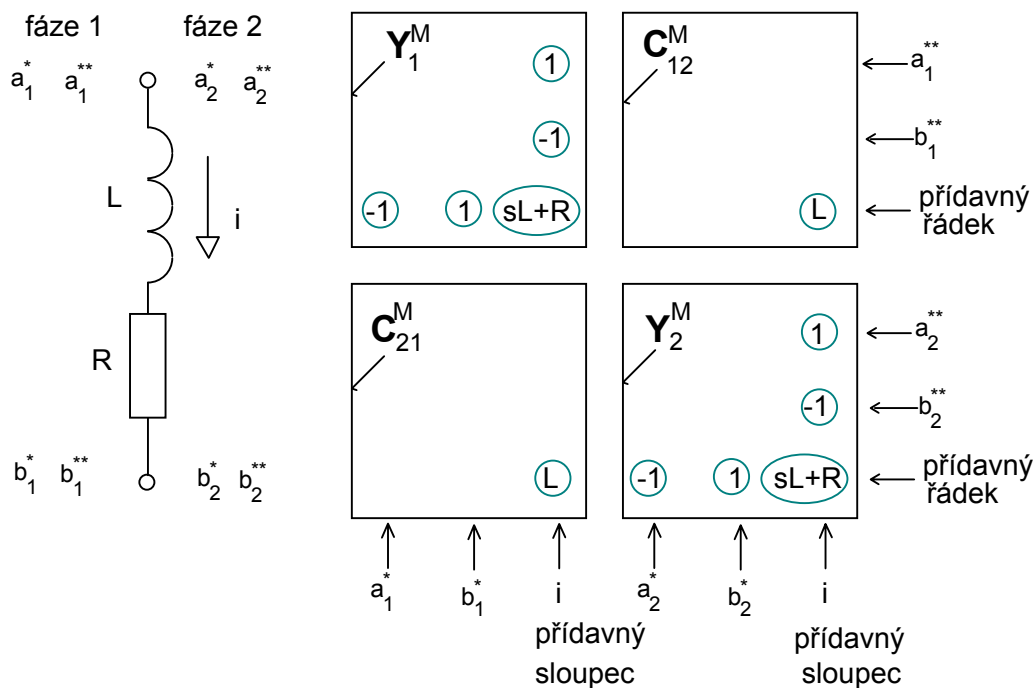
4. Zápis submatic reálných operačních zesilovačů.

Při analýze lineárních spínaných obvodů s operačními zesilovači je výhodné, můžeme-li volit jeden z následujících modelů operačního zesilovače:

- Ideální operační zesilovač.
- Lineární model operačního zesilovače se standardním průběhem kmitočtové charakteristiky. Je třeba zadat stejnosměrné zesílení A_0 a tranzitní kmitočet ω_T , resp. kmitočet prvního lomu ω_1 . Dále je vhodné mít možnost volby výstupního odporu $R_o \geq 0 \Omega$.
- Lineární model operačního zesilovače s uvažováním stejnosměrného zesílení, dvou lomových kmitočtů ω_1 a ω_2 a výstupního odporu $R_o \geq 0 \Omega$.



Obr.3. Způsob zápisu vodivostí (a) a kapacit (b) do obvodových matic spínaného obvodu.



Obr.4. Popis induktoru se ztrátovým odporem.

První model použijeme pro orientační rychlou analýzu a všude tam, kde je evidentně zanedbatelný vliv reálných vlastností OZ na chování filtru. Druhý model je možno považovat za standardní a použitelný v mnoha aplikacích. Třetí model je určen pro simulaci, kdy je vyžadována vysoká přesnost výpočtu a pro aplikace, kdy může mít druhý lomový kmitočet podstatnější vliv na vlastnosti analyzovaného zapojení.

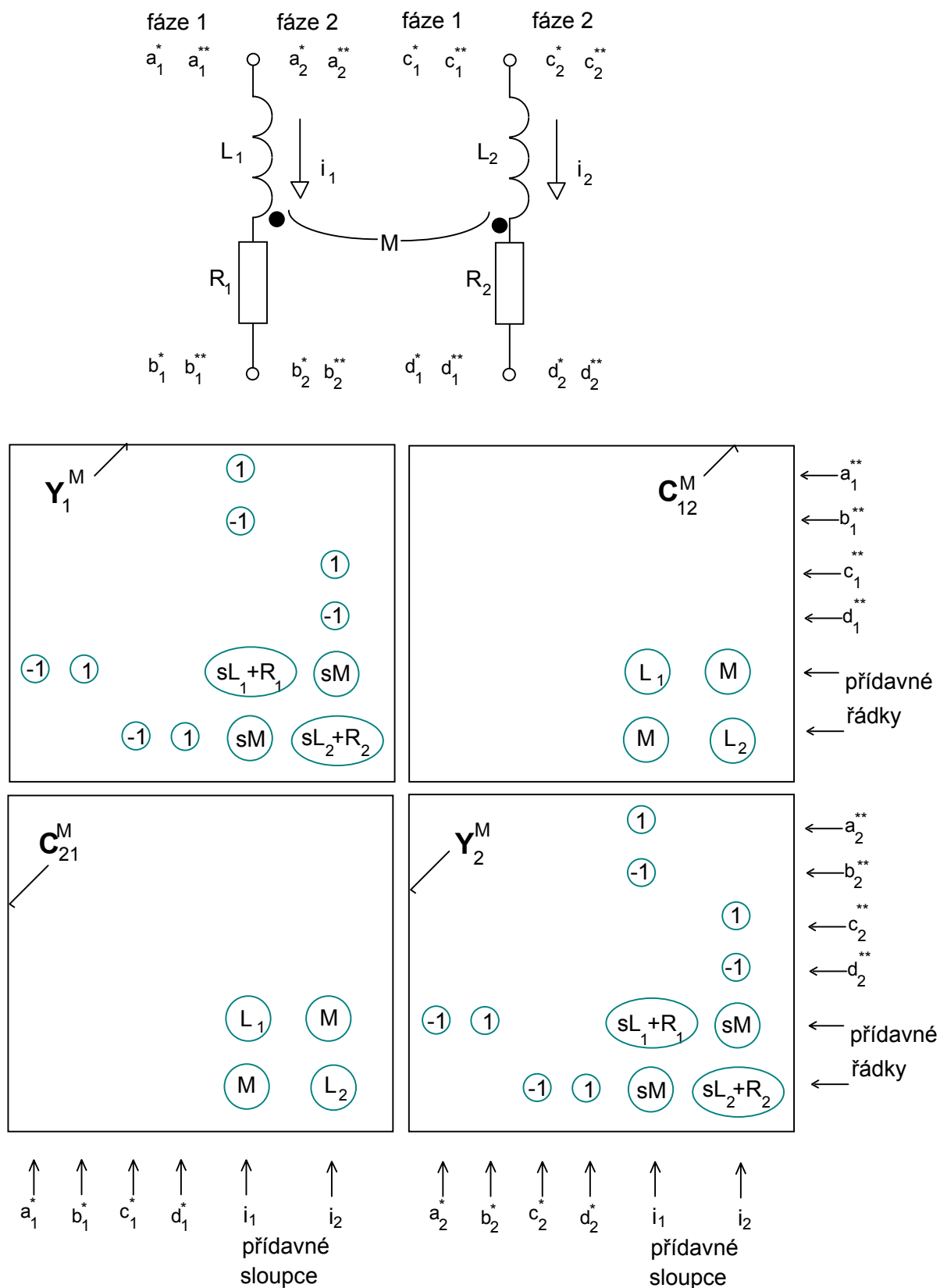
Analýza s ideálním operačním zesilovačem je rychlá a úsporná na paměť, neboť v důsledku redukce branových veličin je minimalizován počet rovnic. Způsob sestavení obvodových matic pro další modely OZ je ilustrován na obr.6 a 7. Základem jsou rovnice (6) a (7).

OZ s jedním kmitočtem lomu:

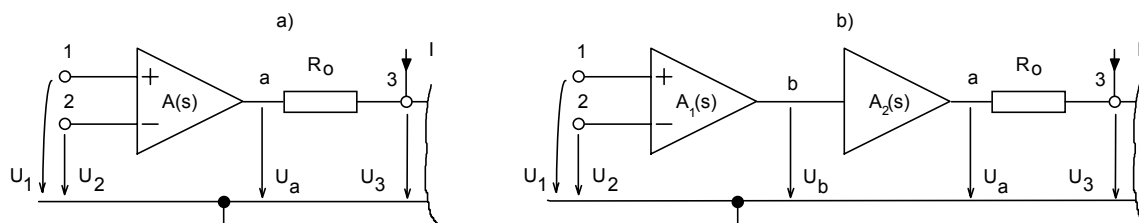
$$U_a = A(s)(U_1 - U_2) = \frac{U_1 - U_2}{\frac{1}{A_0} + \frac{s}{\omega_T}}, R_0 I = U_3 - U_a, \omega_T = A_0 \omega_1, \quad (6)$$

OZ s dvěma kmitočty lomu:

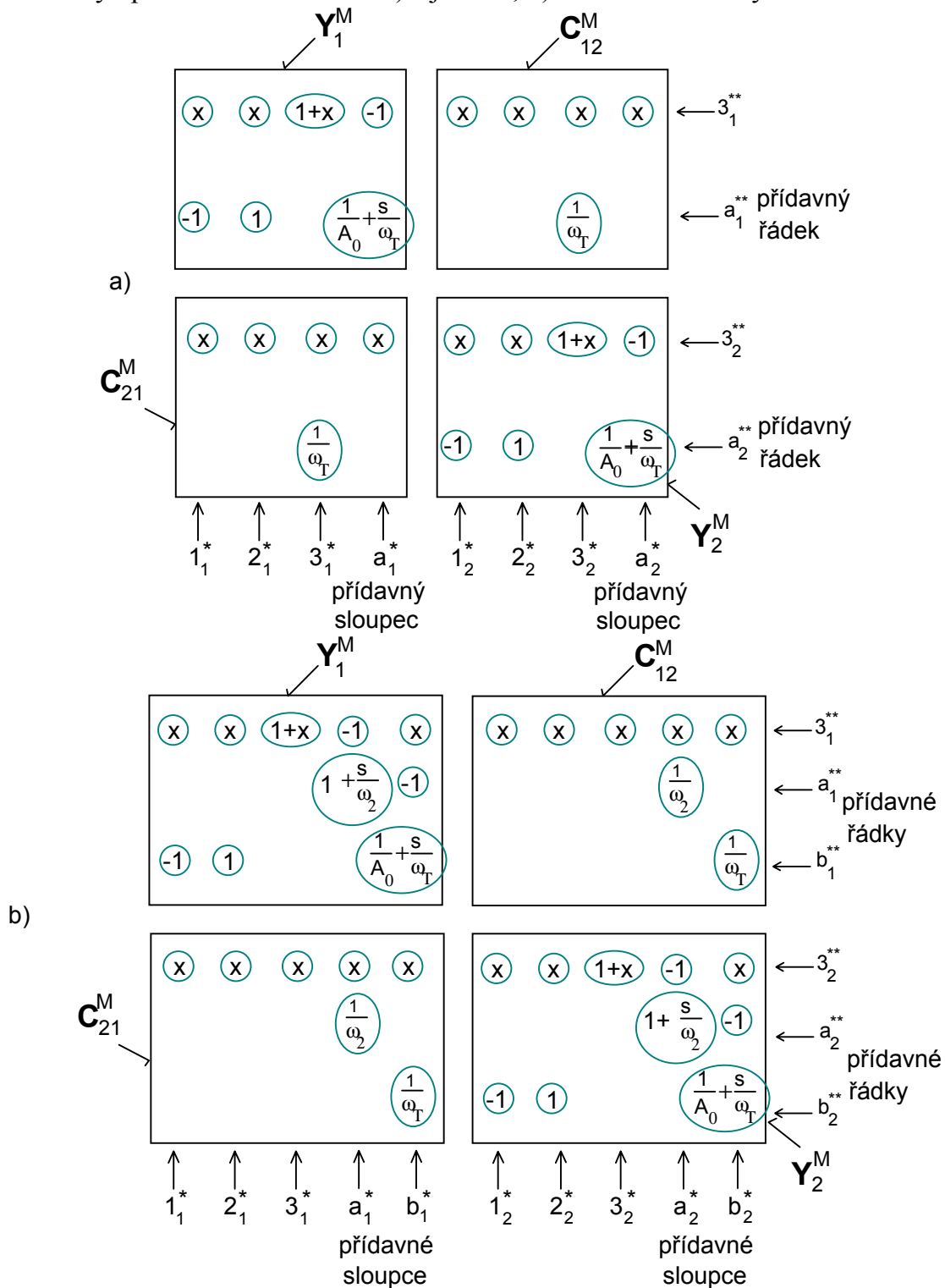
$$U_b = A_1(s)(U_1 - U_2) = \frac{U_1 - U_2}{\frac{1}{A_0} + \frac{s}{\omega_T}}, U_a = A_2(s)U_b = \frac{U_b}{1 + \frac{s}{\omega_2}}, R_0 I = U_3 - U_a, \omega_T = A_0 \omega_1. \quad (7)$$



Obr.5. Popis obvodu se vzájemnou indukčností.



Obr.6. Modely operačních zesilovačů a) s jedním, b) s dvěma kmitočty lomu.



Obr.7. Princip tvorby obvodových matic operačního zesilovače: a) s jedním, b) s dvěma kmitočty lomu. Prvky s označením "x" musí být násobeny odporem R_O .

Z obrázků 6 a 7 vyplývá, že operační zesilovač s výstupním odporem a jedním kmitočtem lomu znamená rozšíření počtu rovnic o jedničku, zatímco zesilovač s dvěma kmitočty lomu o dvojku.

Současná verze programu umožňuje analýzu obvodů s ideálními operačními zesilovači a zesilovači s jedním kmitočtem lomu.

5. Modifikace obvodových matic působením budičho zdroje.

Je-li budič zdroj napětí u_{vst} o Laplaceově obrazu U_{vst} zapojen mezi uzel i a referenční uzel 0, je možno rovnice 1. Kirchhoffova zákona pro i -tý uzel nahradit v obou fázích jednoduchou napěťovou rovnicí

$$U_{vst} = 1 \cdot U_i.$$

To znamená následující modifikaci obvodových matic:

- Nulování těch řádků všech obvodových matic, které odpovídají proudovým koeficientům vstupního uzlu i :

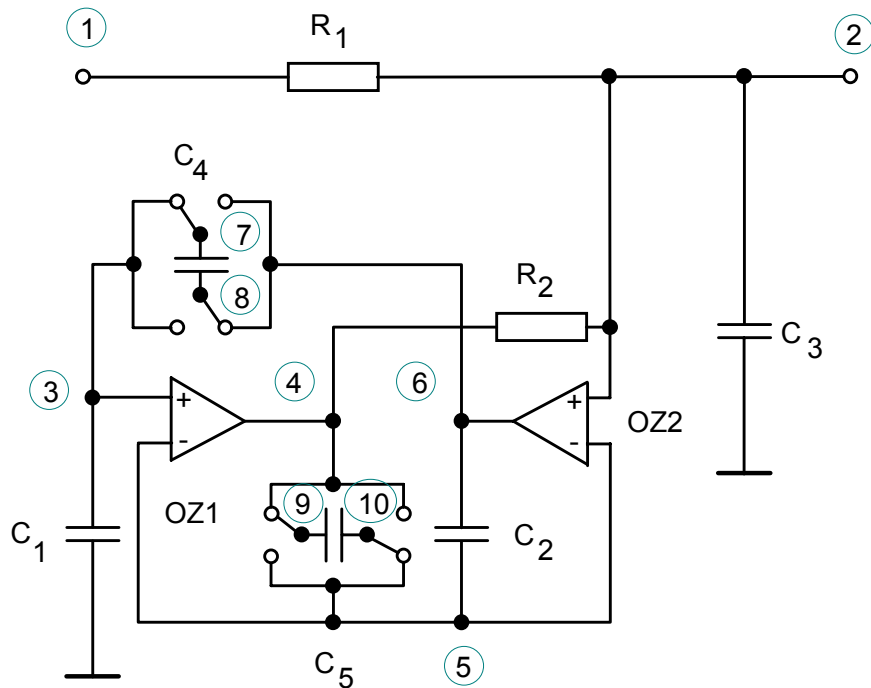
$$Y_1^M(i_1^{**}, k) = C_{21}^M(i_2^{**}, k) = 0, k = 1, 2, \dots, n_1,$$

$$Y_2^M(i_2^{**}, k) = C_{12}^M(i_1^{**}, k) = 0, k = 1, 2, \dots, n_2.$$

- Dosazení jedniček do admitančních matic na pozice, které odpovídají proudovým a napěťovým koeficientům vstupního uzlu i , t.j.

$$Y_1^M(i_1^{**}, i_1^*) = 1, Y_2^M(i_2^{**}, i_2^*) = 1.$$

Algoritmus tvorby obvodových matic ilustrujeme na příkladu filtru typu dolní propust na obr.8 [17]. Předpokládejme nulové odpory spínačů v sepnutém stavu a nulové vodivosti v rozepnutém stavu. Dále uvažujme operační zesilovače se standardní kmitočtovou charakteristikou s parametry A_{01} , ω_{T1} a R_{o1} , resp. A_{02} , ω_{T2} a R_{o2} . Postupná tvorba matic je zachycena níže.



Obr.8. Příklad spínaného filtru.

fáze	uzel	koef.
1	1	1
	2	2
	3	3
	4	4
	5	5
	6	6
	7	3
	8	6
	9	4
	10	5
2	1	1
	2	2
	3	3
	4	4
	5	5
	6	6
	7	6
	8	3
	9	5
	10	4

Protože neuvažujeme ideální operační zesilovače, dojde k redukci proměnných pouze díky spínačům o nulovém odporu v sepnutém stavu. Napětové a nábojové koeficienty každého uzlu budou shodné a není proto nutné pro jejich rozlišení zavádět symboly *,**. Výsledek redukce proměnných vlivem spínačů je zachycen v Tab.2.

Vzhledem k výše uvedeným skutečnostem dojde k symetrii matic podle vztahu

$$\mathbf{Y}_1^M = \mathbf{Y}_2^M, \quad \mathbf{C}_{12}^M = \mathbf{C}_{21}^M.$$

Proto dále nebudeme uvádět všechny čtyři matice a omezíme se na níže uvedené schéma:

$$\begin{array}{c|c} \mathbf{Y}_1^M & \\ \hline \mathbf{C}_{21}^M & \end{array}$$

Tab.2. Redukce proměnných vlivem spínačů v obvodu na obr.8.

Zápis submatic pasivních prvků typu C a R.

G_1	$-G_1$					$\leftarrow 1$
$-G_1$	$G_1 + G_2 + sC_3$		$-G_2$			$\leftarrow 2$
		$s(C_1 + C_4)$			$-sC_4$	$\leftarrow 3$
	$-G_2$		$G_2 + sC_5$	$-sC_5$		$\leftarrow 4$
			$-sC_5$	$s(C_2 + C_5)$	$-sC_2$	$\leftarrow 5$
		$-sC_4$		$-sC_2$	$s(C_2 + C_4)$	$\leftarrow 6$
	C_3					$\leftarrow 1$
		$C_1 - C_4$			C_4	$\leftarrow 2$
			$-C_5$	C_5		$\leftarrow 3$
			C_5	$C_2 - C_5$		$\leftarrow 4$
						$\leftarrow 5$
		C_4		$-C_2$	$C_2 - C_4$	$\leftarrow 6$
$\uparrow$	$\uparrow$	$\uparrow$	$\uparrow$	$\uparrow$	$\uparrow$	
1	2	3	4	5	6	

Zápis submatic operačních zesilovačů OZ1 a OZ2.

G_1	$-G_1$							← 1
$-G_1$	$G_1 + G_2 + sC_3$		$-G_2$					← 2
		$s(C_1 + C_4)$			$-sC_4$			← 3
	$-G_2R_{o1}$	1	$(G_2 + sC_5)R_{o1}$	$-sC_5R_{o1}$		-1		← 4
			$-sC_5$	$s(C_2 + C_5)$	$-sC_2$			← 5
		$-sC_4R_{o2}$		$-sC_2R_{o2}$	$s(C_2 + C_4)R_{o2} + 1$		-1	← 6
		-1		1		$\frac{1}{A_{o1}} + \frac{s}{\omega_{T1}}$		← OZ1
	-1			1			$\frac{1}{A_{o2}} + \frac{s}{\omega_{T2}}$	← OZ2
	C_3							← 1
		$C_1 - C_4$			C_4			← 2
			$-C_5R_{o1}$	C_5R_{o1}				← 3
			C_5	$C_2 - C_5$				← 4
		C_4R_{o2}		$-C_2R_{o2}$	$(C_2 - C_4)R_{o2}$			← 5
								← 6
			$\frac{1}{\omega_{T1}}$					← OZ1
					$\frac{1}{\omega_{T2}}$			← OZ2
↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	
1	2	3	4	5	6	OZ1	OZ2	

Vliv působení budicího zdroje napětí (vstupní uzel 1).

1								← 1
$-G_1$	$G_1 + G_2 + sC_3$		$-G_2$					← 2
		$s(C_1 + C_4)$			$-sC_4$			← 3
	$-G_2R_{o1}$	1	$(G_2 + sC_5)R_{o1}$	$-sC_5R_{o1}$		-1		← 4
			$-sC_5$	$s(C_2 + C_5)$	$-sC_2$			← 5
		$-sC_4R_{o2}$		$-sC_2R_{o2}$	$s(C_2 + C_4)R_{o2} + 1$		-1	← 6
		-1		1		$\frac{1}{A_{o1}} + \frac{s}{\omega_{T1}}$		← OZ1
	-1			1			$\frac{1}{A_{o2}} + \frac{s}{\omega_{T2}}$	← OZ2
	C_3							← 1
		$C_1 - C_4$			C_4			← 2
			$-C_5R_{o1}$	C_5R_{o1}				← 3
			C_5	$C_2 - C_5$				← 4
		C_4R_{o2}		$-C_2R_{o2}$	$(C_2 - C_4)R_{o2}$			← 5
								← 6
			$\frac{1}{\omega_{T1}}$					← OZ1
					$\frac{1}{\omega_{T2}}$			← OZ2
↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	
1	2	3	4	5	6	OZ1	OZ2	